

第一章 软磁铁氧体磁心材料的基本特性及有关参量的定义

变压器是各种电能——电能转换装置的核心磁性器件。根据工作频率、传输功率和对收性能的要求不同,各种变压器要选择其适用的磁心材料;对于工作频率在于 25KHz 至 1MHz 范围内的开关电源变压器,几乎都是采用软磁铁氧体磁心。因此,我们有必要先了解一些软磁铁氧体磁性材料的基本特性。

第一节 软磁材料的磁化过程

1. 初始磁化曲线:

当电流 I 按图 1—1 所示的方向,流经圈数为 N 的空心线圈时,在线圈周围的空间会产生磁场,线圈中某点 A 的磁感应强度(磁通密度) B 的方向可由右手螺线管法则确定,而其大小与该点的磁场强度 H 的关系为:

$$B = \mu_0 H \quad (1-1)$$

在骨架上绕一个 N 圈的线圈,并装上软磁铁氧体磁心,当电流 I 按图 1—2 所示的方向流经线圈时,心柱某点 A 的磁感应强度 B 的方向可由右手螺线管法则确定,而其大小则为:

$$B = \mu H \quad (1-2)$$

设磁心的有效磁路长度和有效横截面积分别为 $l_e(m)$ 和 $A_e(m^2)$ 则:

$$H = \frac{IN}{l_e} \quad A/m \quad (1-3)$$

$$B = \frac{\phi}{A_e} \quad T(VS/m^2) \quad (1-4)$$

式(1-1)中, $\mu_0 = 1.257 \times 10^{-6} \text{ H/m (VS/Am)}$ 为真空的磁导率,称为磁常数。

式(1-2)中, μ 为软磁材料的磁导率, $\mu \gg \mu_0$ 。

令 $\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}$, 称为相对磁导率,则:

$$B = \mu_0 \mu_r H \quad (1-5)$$

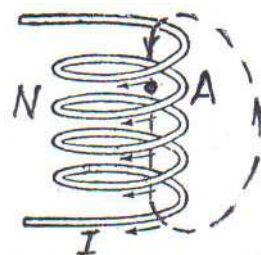


图 1—1

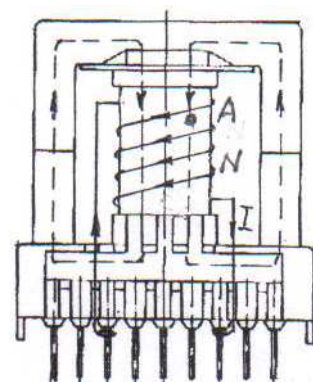


图 1—2

现在我们来观察由 $H = 0$ 增至 $H = H_m$ 时磁心被磁化的过程。铁磁物质已知是由许许多多的磁畴所组成,磁畴内的元电流成有序的排列,而使每个磁畴被磁化。由于各个磁畴向不同的方向磁化,在没有外加磁场存在时,铁磁材料并不显现磁性,这时磁心的 H 和 B 都等于零。

当 H 逐渐增大时,磁畴在外加磁场的作用下而转动和移动,使其磁化取向与外磁场的方向接近或一致,而使磁场增强,这时磁心的 B 随 H 的增加而增加。

但当 H 增至 H_m ,已使绝大多数磁畴的磁化取向与外磁场的方向一致时,即使再增大 H , B 的增加却甚微,呈现饱和,与 H_m 对应的 B_s 称为饱和磁密。

图 1—3 中的曲线 OD_1 称为初始磁化曲线。

$B = f(H)$ 的非线性,说明 μ_r 是 H 的函数, $\mu_r = f(H)$ 的曲线大致如图 1—4 所示。

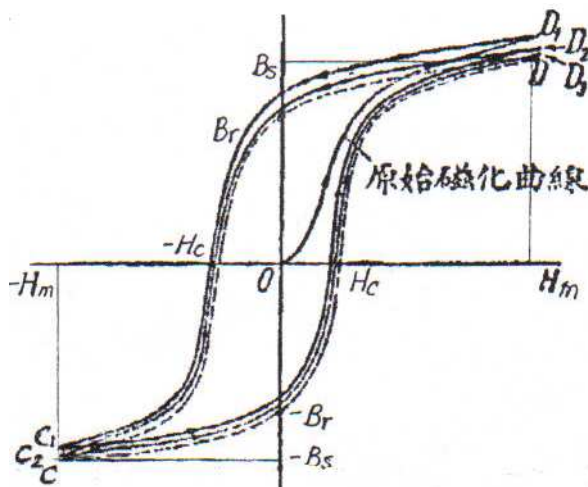


图 1—3

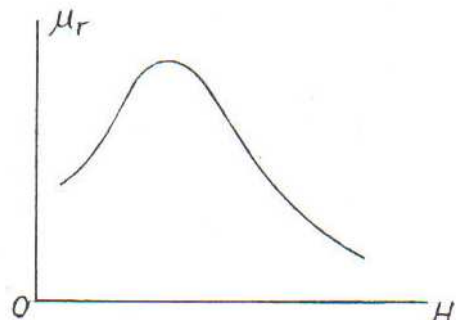


图 1—4

2.磁滞回线:

我们继续来观察当 H 由 $H_m \rightarrow 0 \rightarrow -H_c \rightarrow -H_m \rightarrow 0 \rightarrow H_c \rightarrow H_m$ 时磁心被磁化的过程。

当 H 由 H_m 减至零,这时磁心中的 B 并不为零,有剩磁, $B = B_r$ 称为剩磁磁密。为使 $B = 0$,需要反方向增加 H , $B = 0$ 时相应的 $-H_c$ 称为矫顽力。

继续反方向增加 H 至 $-H_m$,对应的 $B = -B_s$;当反向 H 减至零, $B = -B_r$;为使 $B = 0$,需要正方向增加 H 至 H_c ,但当 H 再增至 H_m 时,对应的 B_s 稍低,即曲线顶

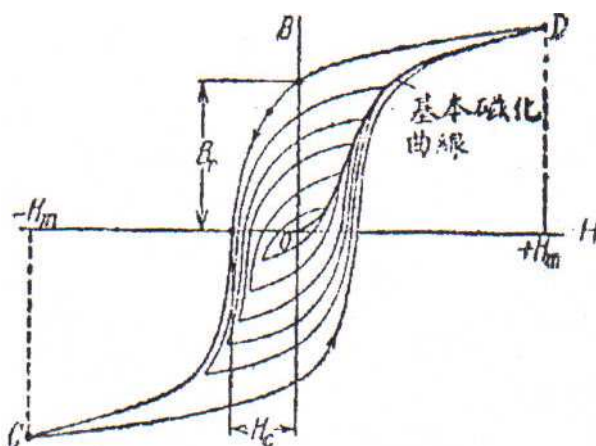


图 1—5

点 D_2 稍低于 D_1 。 B 的变化滞后于 H , 称为磁滞现象。

重复上述的磁化过程若干次, 我们可得到如图 1—3 中虚线 CD 所示的封闭对称的磁滞回线。

以不同的 $\pm H_m$ 值来磁化磁心, 我们可以得到如图 1—5 所示的磁滞回线族, 在第一现象, 经过各回线顶点的 $B = f(H)$ 曲线 OD 称为基本磁化曲线。每一种磁性材料都有其完全确定的基本磁化曲线。

第二节 软磁材料基本参量的定义:

1. 饱和磁密 B_s :

B_s 的大小与测量时的条件有关, 不同公司的定义有所不同。以 *EPCOS* 为例, 其大多数软磁材料的 B_s 是定义为 $f = 10 \text{ KHz}$, $T = 25^\circ\text{C}$ 和 $T = 100^\circ\text{C}$, 当 $H_m = 1200 \text{ A/m}$ 时的 B 值。

2. 剩磁磁密 B_r :

磁滞回线与纵座标的交点, 当 $H = 0$ 时的 B 值。

具有高 B_s 低 B_r 特性的磁材是我们乐于选用的, 因为可以选用较高的工作磁密的幅值 B_m , 并得到较高的磁密变化量 $\Delta B = B_m - B_r$, 而使所设计的变压器或电感器的材料得到较充分的利用。

3. 矫顽力 H_c :

磁滞回线与横座标的交点, 当 $B = 0$ 时的 H 值。

H_c 较小的磁材其磁滞回线较窄, 回线所包围的面积较小, 因磁材反覆磁化时产生的磁滞损耗与此面积成正比, 所以它的磁滞损耗也较小。

4. 初始磁导率 μ_i :

当 H 很低时, 由基本磁化曲线的斜率所确定的相对磁导率。

$$\mu_i = \mu_r (H \rightarrow 0) = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad (1-6)$$

测量 μ_i 的条件是用 *R10-R36* 的磁环绕上线圈, 通以 $f = 10 \text{ KHz}$ 的电流, 使磁密幅值 $\hat{B} \leq 0.25 \text{ mT}$, 且测试的温度为 25°C 。

5. 有效磁导率 μ_e :

除了环型、*ET*型和 *FT* 型几种磁心外, 大多数磁心的磁路都不是完全闭合的, 其磁路由 $\mu_i \gg 1$ 的磁心和 $\mu_i \approx 1$ 的气隙所组成, 而由磁心材料基本磁化曲线所确定的、当 H 很低时的相对磁导率 μ_e , 就称为有效磁导率。显然 $\mu_e < \mu_i$, 且随气隙的增大而减小。

设气隙的尺寸 $S \ll l_e$, μ_e 的近似的计算公式如下:

$$\mu_e = \frac{\mu_i}{1 + \frac{S}{l_e} \cdot \mu_i} \quad (1-7)$$

以 EPCOS N27 EF20 磁心为例,其 $\mu_i = 2000$, $l_e = 46.3 \times 10^{-3} m$, $A_e = 32.1 \times 10^{-6} m^2$,而两只 E 型磁心接触面虽经研磨,仍有等效的间隙约 $10 \mu m$ 左右,取 $S = 8 \times 10^{-6} m$,则:

$$\mu_e = \frac{2000}{1 + \frac{8 \times 10^{-6}}{46.3 \times 10^{-3}} \times 2000} \approx 1490$$

带气隙的磁心材料的 μ_e 值取决于其 μ_i 的大小和研磨的精度,但两只磁心尺寸的偏差和装配的质量亦对 μ_e 值有一定的影响。

6. 电感系数 AL:

设图 1—2 中 N 圈线圈的电感量为 L ,因 $L \propto N^2$,故每匝的电感量,即电感系数为:

$$AL = \frac{L}{N^2} \quad nH \quad (1-8)$$

表徵磁心材料特性的电感系数 AL 只与磁心材料的导磁性能及几何尺寸有关,现将 AL 的计算公式推导为下。

$$\text{磁心线圈的感应电势: } E = N \frac{d\phi}{dt}$$

$$\text{线圈所包围磁心中的磁通: } \phi = BA_e$$

$$\text{因为: } B = \mu_0 \mu_e H = \mu_0 \mu_e \frac{IN}{l_e}$$

$$dB = \mu_0 \mu_e \frac{N}{l_e} dI$$

$$\text{所以: } E = NA_e \frac{dB}{dt}$$

$$= NA_e \cdot \mu_0 \mu_e \frac{N}{l_e} \cdot \frac{dI}{dt}$$

$$= \mu_0 \mu_e N^2 \frac{A_e}{l_e} \cdot \frac{dI}{dt}$$

将上式与磁心线圈感应电势另一表达式 $E = L \frac{dI}{dt}$ 相比较,可得到线圈电感量的计算公式如下:

$$L = \mu_0 \mu_e N^2 \frac{A_e}{l_e} \quad (1-9)$$

磁心的电感系数的计算公式则为:

$$AL = \frac{L}{N^2} = \mu_0 \mu_e \frac{A_e}{l_e} \quad (1-10)$$

将式(1-10)代入(1-9),就得到我们常用的磁心线圈电感量的计算公式:

$$L = AL \cdot N^2 \quad (1-11)$$

仍以 EPCOS N27 EF20 磁心为例,用式(1-10)来计算其电感系数:

$$\begin{aligned} AL &= \mu_0 \mu_e \frac{A_e}{l_e} \\ &= 1.257 \times 10^{-6} \times 1490 \times \frac{32.1 \times 10^{-6}}{46.3 \times 10^{-3}} \\ &\approx 1300 \times 10^{-9} H \\ &= 1300 nH \end{aligned}$$

磁心材料的生产厂家通常都在它的产品目录中提供了各种磁心材料的 AL 值及其容差范围,而变压器及电感器的生产厂家的质检部门,则会将待检的磁心装在绕有 N 圈的线圈上,测量其电感值 L 再按式(1-8)计算出电感系数 AL , 核对它是否与产品目录上提供的数据相符。

要注意的是,电感量 L 的测量通常在如下的条件下进行: $f = 10KHz$, $V = 20mV \sim 100mV$ (视 $A_e \cdot N$ 的大小而定), $T = 25^\circ C$ 。

7. 损耗因数 $\tan \delta$ 和相对损耗因数 $\tan \delta_s / \mu_i$:

当一个为闭合磁路的磁心线圈 ($\mu_e = \mu_i$) 被小信号的正弦电流 I ($f = 10KHz$, 并使 $\hat{B} = 0.25mT$) 磁化时,我们可以用如图 1-6 的串联等效电路来描述。忽略线圈的铜耗不计,磁心的有功损耗为:

$$P_v = I^2 R_s$$

式中, R_s 为串联的损耗电阻。

图 1-6 中, L_s 为串联的无损耗电感。

而等效电路的阻抗为:

$$\bar{Z}_s = R_s + j\omega L_s \quad (1-12) \quad \text{式中}$$

$\omega = 2\pi f$ 我们定义阻抗角的正切为损耗因数:

$$\tan \delta_s = \frac{R_s}{\omega L_s} \quad (1-13)$$

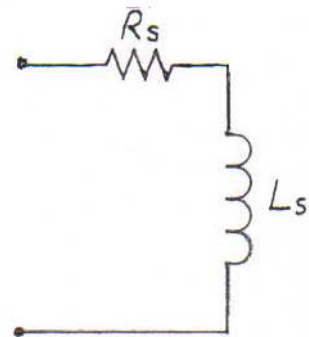


图 1-6

损耗因数与初始磁导率之比 $\tan \delta_s / \mu_i$ 称为相对损耗因数,而某种有效磁导率为 μ_e 的带气隙的磁心,其损耗因数可由下式求得:

$$\tan \delta_e = \frac{\tan \delta_s}{\mu_i} \cdot \mu_e \quad (1-14)$$

8. 复数磁导率 $\bar{\mu}$:

仍沿用图 1—6 的串联等效电路,并将式(1-12)作为如下的演变:

$$\begin{aligned} \bar{Z}_s &= R_s + j\omega L_s \\ &= j\omega L_s \left(1 - j \frac{R_s}{\omega L_s}\right) \\ &= j\omega L_s (1 - j \tan \delta_s) \end{aligned}$$

磁路闭合的磁心线圈由小信号电流磁化时,线圈的电感量为:

$$L_s = \mu_0 \mu_i N^2 \frac{A_e}{l_e}$$

$$\text{所以: } \bar{Z}_s = j\omega \cdot \mu_0 \mu_i N^2 \frac{A_e}{l_e} \cdot (1 - j \tan \delta_s)$$

$$= j\omega \mu_0 N^2 \frac{A_e}{l_e} \cdot \mu_i (1 - j \tan \delta_s)$$

由此引入复数磁导率这一参量:

$$\begin{aligned} \bar{\mu} &= \mu_i (1 - j \tan \delta_s) \\ &= \mu'_s - j\mu''_s \quad (1-15) \end{aligned}$$

复数磁导率的实部为: $\mu'_s = \mu_i$

复数磁导率的虚部为: $\mu''_s = \mu_i \tan \delta_s$

图 1—7 为 EPCOS N27 磁材的 μ'_s 、 μ''_s 与频率 f 的关系曲线。根据不同厂家所提供的 $\mu'_s = f(f)$ 和 $\mu''_s = f(f)$ 的曲线,可以对磁材的性能进行较全面的分析和比较,从而作出正确的选择。

9. 磁心比损耗 P_V :

磁心的比损耗 P_V 是磁心在频率为 f , 磁密幅值为 B_m , 温度为 T 时的总损耗与磁心的有效体积(或重量)之比,单位为 mW/cm^3 , KW/m^3 (或 mW/g)。

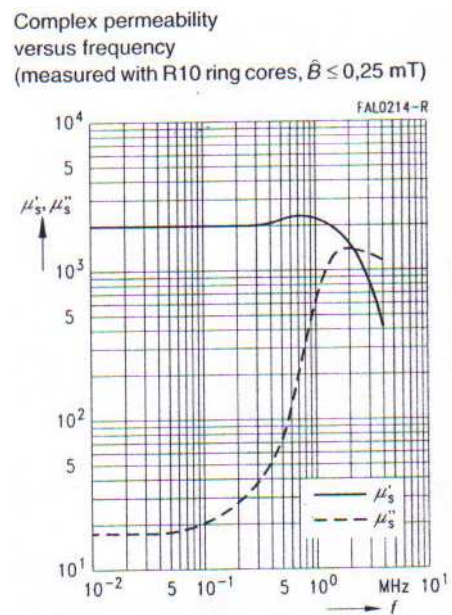


图 1—7

比损耗包括磁滞损耗,涡流损耗和剩余损耗三部份, P_v 的大小与 $f \cdot B_m$ 和 T 有关,其表达式如下:

$$P_v(T) = P_h + P_e + P_r$$

$$= Kf^a B_m^b \quad (1-16)$$

式中, $1 \leq a \leq 2$, $2 \leq b \leq 3$; 而 P_r 则为计算 P_h 和 P_e 时没有考虑到的 ΔP_h 和 ΔP_e 之和(静态磁滞回线与动态回线族之差异,磁密分布的不均匀,材料微观结构的各向异性等)。

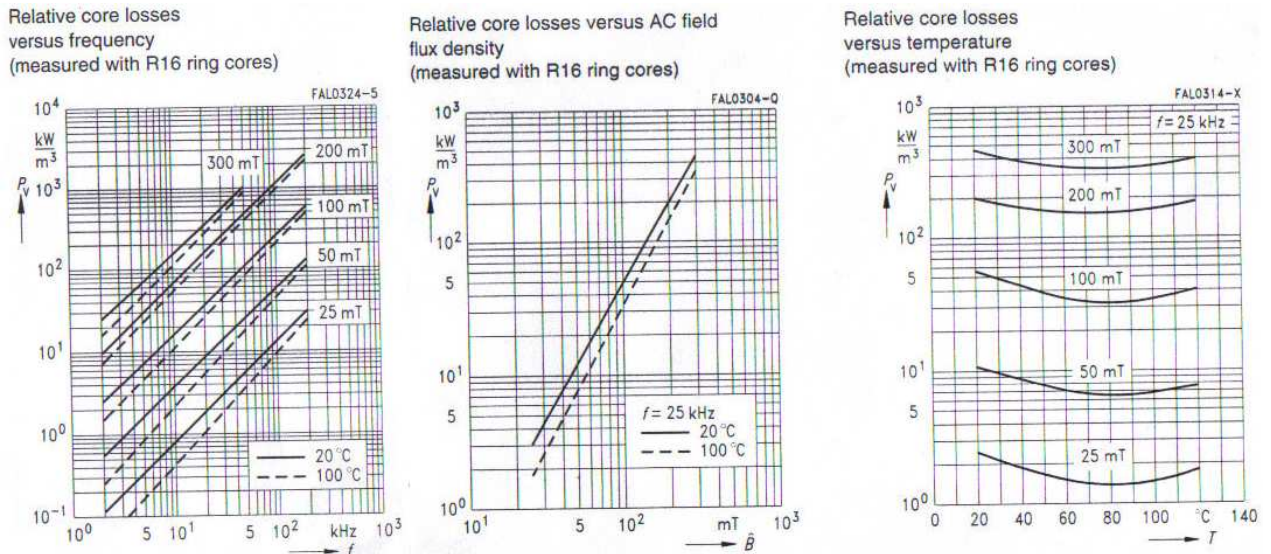


图 1—8

图 1—8 为 EPCOS 提供的 N27 的磁材 $P_v = f(f \cdot B \cdot T)$ 的三组曲线族。第三组 $P_v(f = 25\text{KHz}) = f(B \cdot T)$ 的曲线族表明,当 T 为 80°C 左右时, P_v 最小。我们在设计变压器或电感时,对于磁心时,材料的这一特性,应予以适当的考虑。

10.性能因数 PF :

在后面第三章中,我们将推导出经变压器变换而传输的功率 P 与变压器的工作频率 f 及磁密幅值 B_m 的乘积成正比,即 $P = C_p f B_{m0}$ 。当磁心的几何尺寸一定时,我们可以提高 f 或 B_m 来增加变压器的传输功率,但不是没有限制的,由式(1-16)可知,过高的 f 和 B_m 将使比损耗 P_v 显著增大,从而使变压器的效率很低,温升过高而不能经济·安全的工作。

在限定比损耗值为 $P_v = 300\text{KW} / \text{m}^3$ ($T = 100^\circ\text{C}$) 的条件下, EPCOS 提供了各种磁材的 R29 磁环在上列条件下测得的 $f \cdot B_{m\max} = f(f)$ 曲线(图 1—9),我们定义 f 和 $B_{m\max}$ 的乘积为性能因数:

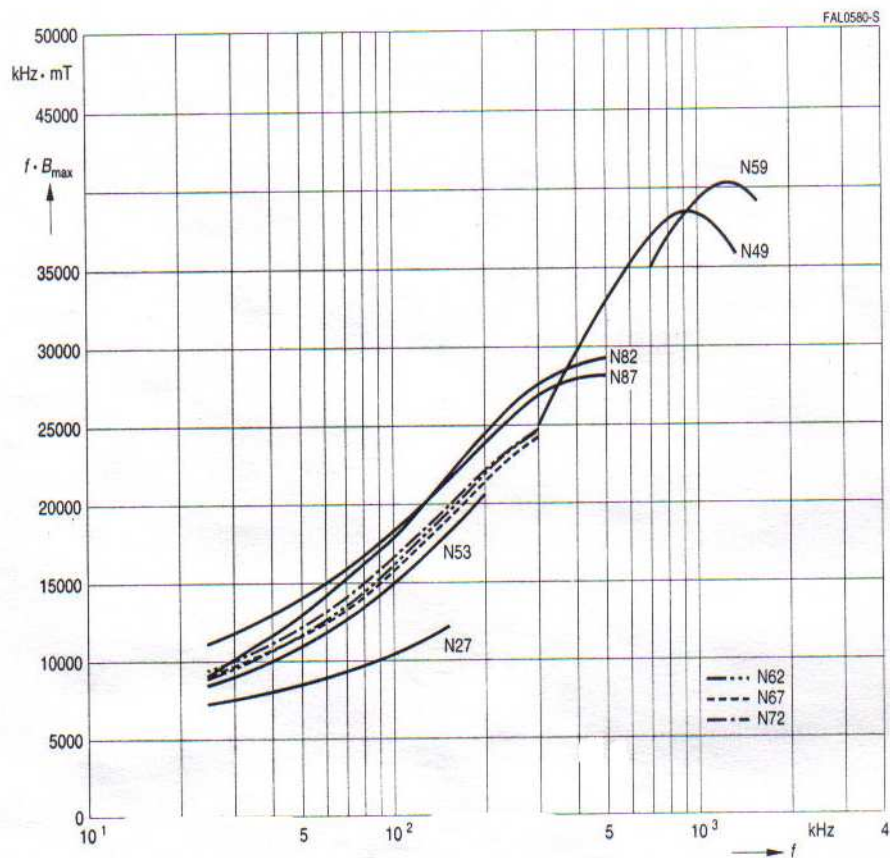
$$PF = f \cdot B_{m\max} \quad (1-17)$$

由图 1—9 的 $PF = f(f)$ 曲线,我们可以知道各种不同磁材所适用的工作频率范围,并由对应于某工作频率 f 的 $f \cdot B_{m\max}$ 值,求得允许的最大工作磁密的幅值 $B_{m\max}$ ($P_v = 300\text{KW} / \text{m}^3$, $T = 100^\circ\text{C}$) 供设计变压器时参考。

11. 温度系数:

初始磁导率的温度系数:

Performance factor versus frequency
(measured with ring cores R29, $T = 100^\circ\text{C}$, $P_V = 300 \text{ kW/m}^3$)



For definition of performance factor see page 120.

图 1—9

$$\alpha = \frac{\mu_{i2} - \mu_{i1}}{\mu_{i1}} \cdot \frac{1}{T_2 - T_1} \quad (1-18)$$

式中： μ_{i1} ——对应于温度为 $T_1 = 25^\circ\text{C}$ 的 μ_i ，

μ_{i2} ——对应于温度 T_2 时的 μ_i 。

相对温度系数:

$$\alpha_F = \frac{\alpha}{\mu_{i2}} = \frac{\mu_{i2} - \mu_{i1}}{\mu_{i2} \cdot \mu_{i1}} \cdot \frac{1}{T_2 - T_1} \quad (1-19)$$

因为 $\alpha(\alpha_F) = f(T)$ 是非线性的,通常磁材的生产厂家会给出各种磁材在某一温度范围内(例如 $25 \sim 50^\circ\text{C}$)的 α_F 的典型值以供参考。如果生产厂家提供了 $\mu_i = f(T)$ 的曲线,那么我们就直观地了解各种磁材的温度特性,从而正确地选用所设计产品的材质。

图 1—10为 EPCOS N27($\mu_i = 2000 @ 25^\circ\text{C}$) 和 N30($\mu_i = 4300 @ 25^\circ\text{C}$) 两种材料的 $\mu_i = f(T)$ 的曲线。

比较图 1—10中的两条曲线,我们知道 N27 材料的相对温度系数要大的多。不同厂家 μ_i 为 2500 和 5000 左右的材料都有与 N27 和 N30 相类似的温度特性,因此用 $\mu_i \approx 5000$ 的材料做成的电感器件具有较好的温度稳定性。当要求铁损较小而需要选用 $\mu_i \approx 2500$ 的材料时,则必需加用气隙,以提高电感器件的温度稳定性。对于要求体积较小而电感值又较大电感器件则要选用 $\mu_i \geq 7000$ 的材料,但其损耗较大,且工作的频率较低。

由于软磁铁氧体磁心电感器件的电感值与温度有关,因此必需在技术条件中明确规定其测试的温度 (25°C),并尽量保持实验室的室温符合规定,对电感器件进行测试。

12. 居里温度 T_c :

参看图 1—10 中 $\mu_i = f(T)$ 曲线,当温度高于某一数值 T_c 时, μ_i 急剧下降,直至 $\mu_i \approx \mu_0$, 这时剧烈的分子热运动,使磁畴不能在外加磁场强度的作用下而取向排列,软磁材料由铁磁性转变为顺磁性。

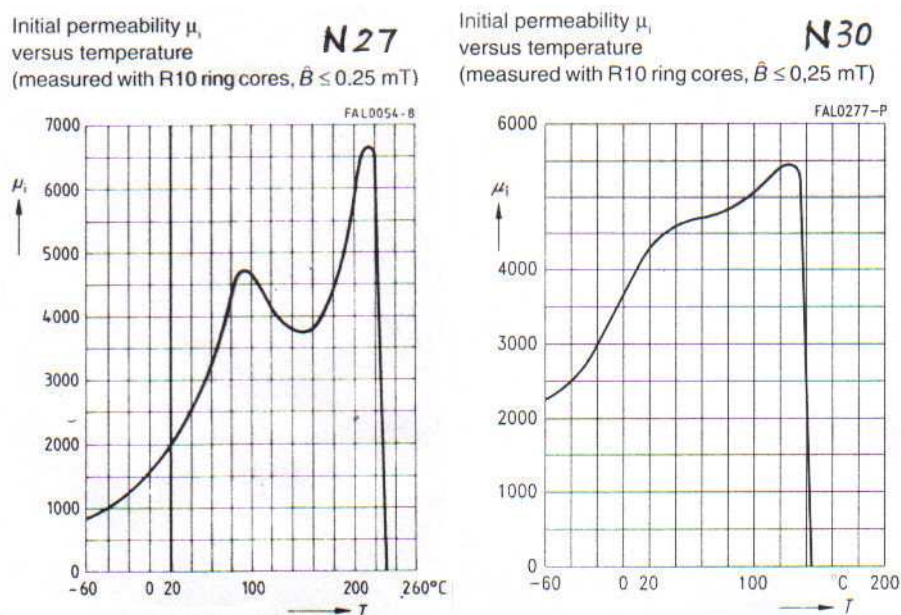


图 1—10

T_c 称为居里点或居里温度。由图 1—10 可以看出 $T_{c, N27} \approx 220^\circ\text{C}$, 而 $T_{c, N30} \approx 130^\circ\text{C}$ 。当温度降低至 $T < T_c$ 时,软磁材料的铁磁性又会重现。

第二章 变压器的基本原理

变压器主要由磁心和绕组组成,绕组包括一个原边绕组和一个(或多个)副边绕组,原边绕组连接电源,从电源吸取电能,经电磁耦合变换后,由副边绕组向外接的负载供电。

在本章第一节至第四节的论述中,原边电源的电压均为正弦波电压,但所得出的主要结论,对于工作在脉冲电路中的开关电源变压器基本上是适用的。

第一节 空载变压器的等效电路和电压方程式

图2-1为空载变压器的示意图,副边绕组开路,原边绕组与电源连接。

当圈数为 N_1 的原边绕组接上正弦波电压 u_1 时,有激磁电流 i_0 流经绕组,而激磁磁势 $i_0 N_1$ 即在磁路中建立磁通 ϕ_0 ,交变的 ϕ_0 会在绕组中产生感应电势 e_{10} i_0 的基波分量(由于磁化曲线的非线性, i_0 的实际波形为尖顶波)。

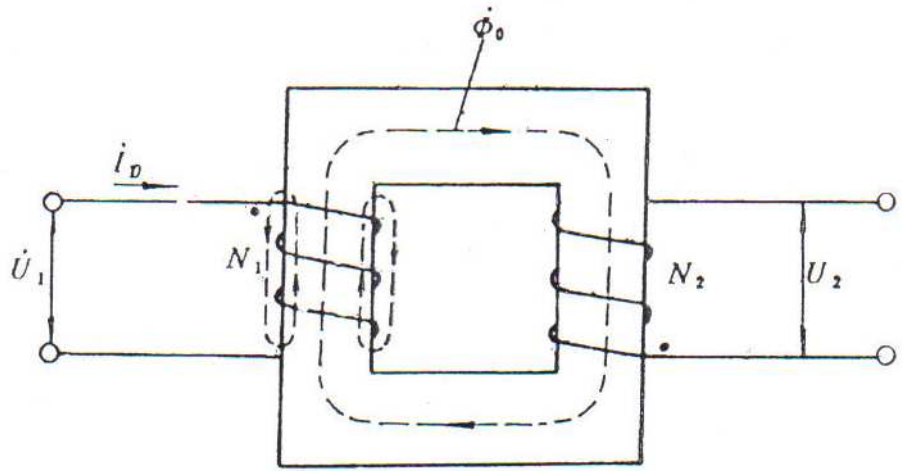


图 2-1

ϕ_0 和 e_1 的波形与 u_1 的一样,都是正弦波,但各自的相位不同,它们的波形图如图2-2所示。

设绕组 N_1 为一理想的、无损耗的纯电感,则 i_0 的相位比 u_1 滞后 $\frac{\pi}{2}$ 。

设 $i_0 = I_{0m} \sin \omega t$, 绕组 N_1 的电感量为 L_m , 则绕组的感应电势为:

$$\begin{aligned} e_1 &= -L_m \frac{di_0}{dt} \\ &= -\omega L_m I_{0m} \cos \omega t \\ &= \omega L_m I_{0m} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned}$$

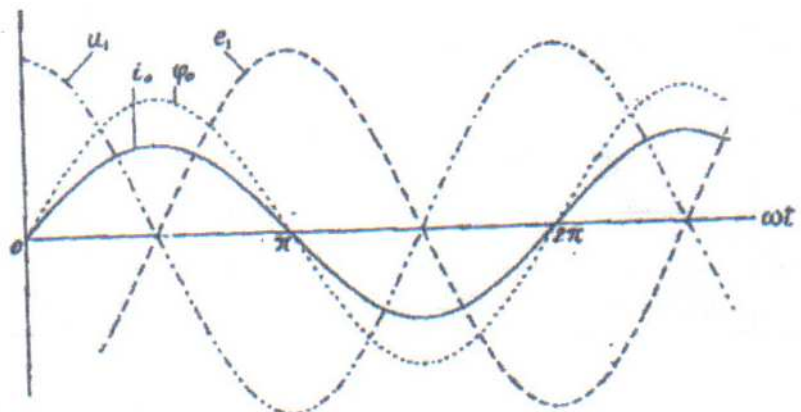


图 2-2

即 e_1 的幅值为 $E_{1m} = \omega L_m I_{0m}$, 其相位比 i_0 滞后 $\frac{\pi}{2}$ 。由此可知, e_1 与 u_1 的相位相反, 相位差为 π 。

当以旋转向量来表示正弦量时,可以列出 \bar{u}_1, \bar{e}_1 和 \bar{i}_0 的关系式如下:

$$\bar{U}_1 = -\bar{E}_1 = j\bar{I}_0 \omega L_m$$

令 $X_m = \omega L_m$ (称为激磁电抗), 则:

$$\bar{U}_1 = j\bar{I}_0 x_m \quad (2-1)$$

式(2-1)即为理想空载变压器的电压方程式。据此,我们可以用如图2-3所示的等效电路来代替理想的空载变压器,以便于进行分析和计算。

事实上空载变压器是有损耗的,空载损耗 P_0 包括绕组的铜耗 P_{0cu} 和磁心的铁耗 P_{0Fe} 。设绕组 N_1 的交流电阻为 r_1 ,则 $P_{0cu} = I_0^2 r_1$;并令 $P_{0Fe} = I_0^2 r_m$ (r_m 称为激磁电阻),则:

$$\begin{aligned} P_0 &= I_0^2 r_1 + I_0^2 r_m \\ &= I_0^2 (r_1 + r_m) \end{aligned}$$

我们将电阻 r_1 和 r_m 串联到图2-3的等效电路中,便可得到一般空载变压器的等效电路如图2-4所示,而相应的电压方程式则为:

$$\begin{aligned} \bar{U}_1 &= \bar{I}_0 r_1 - \bar{E}_1 \\ &= \bar{I}_0 r_1 + \bar{I}_0 (r_m + jx_m) \\ &= \bar{I}_0 (r_1 + r_m) + j\bar{I}_0 x_m \\ &= \bar{I}_0 \bar{Z}_m \end{aligned} \quad (2-2)$$

式中, Z_m 称为激磁阻抗,

$$\bar{Z}_m = (r_1 + r_m) + jx_m$$

$$\approx r_m + jx_m$$

$$Z_m = \sqrt{r_m^2 + x_m^2}$$

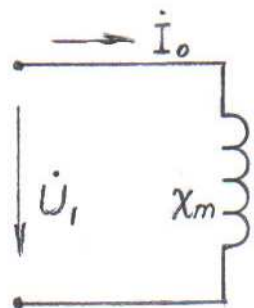


图 2-3

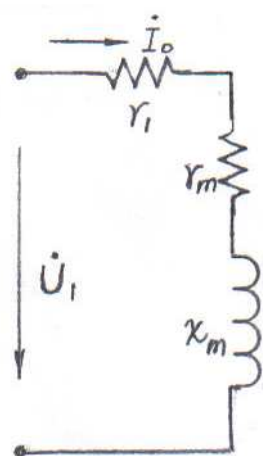


图 2-4

第二节 负载变压器的等效电路和电压方程式

图2-5为一变压器负载工作时的示意图,以纯电阻负载为例,负载上的压降 $\bar{U}_2 = \bar{I}_2 R_2$ 。

变压器原、副边绕组的圈数分别为 N_1 和 N_2 ,并在其对应端(绕线方向不变时,原副边绕组的始端)标以“•”号。

当原边电流 \bar{I}_1 由 N_1 的对应端流入时,设 \bar{E}_1 的正方向与 \bar{I}_1 的一致, \bar{E}_1 和 \bar{E}_2 的正方向均为由绕组的始端“•”指向末端,而 \bar{I}_2 和 \bar{U}_2 的正方向则如图2-5所示。

由于磁势 $\bar{I}_1 N_1$ 和 $\bar{I}_2 N_2$ 所产生的磁通 $\bar{\phi}_1$ 和 $\bar{\phi}_2$ 在磁路中是大致等值反相的,所以当输入电压不变时,仅管电流 \bar{I}_1 和 \bar{I}_2 随负载大小而改变,但由 $\bar{I}_0 N_1$ 所产生的 $\bar{\phi}_0 = \bar{\phi}_1 + \bar{\phi}_2$,将因

$u_1 = -e_1 = N_1 \frac{d\phi_0}{dt}$ 而基本上保持不变。由此可引伸出如下的磁势平衡方程式:

$$\bar{I}_0 N_1 = \bar{I}_1 N_1 + \bar{I}_2 N_2 \quad (2-3)$$

由此可见,当负载增加, \bar{I}_2 增大时, \bar{I}_1 会随之增大, 以保持磁势平衡(\bar{I}_1 和 \bar{I}_2 的相位差是接近反相的)。这样, 电源的电能就经由变压器(经磁路耦合的原、副边绕组)变换和传输给了负载。

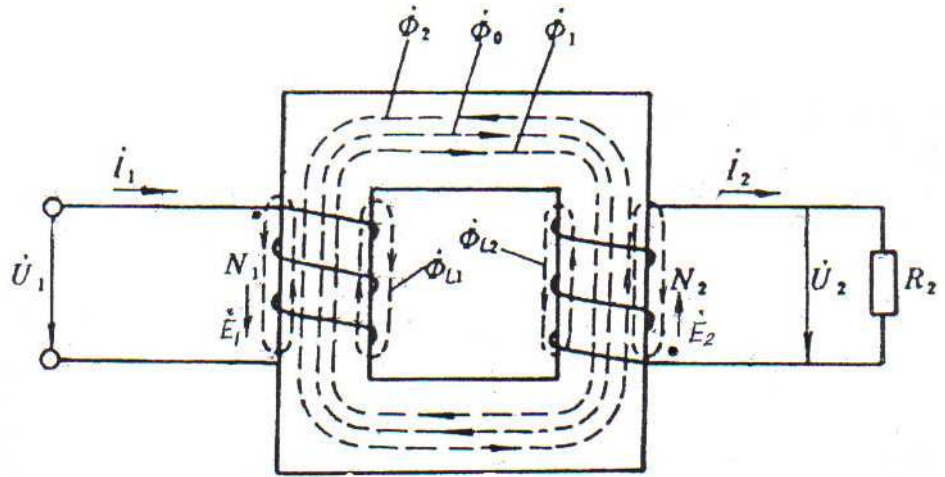


图 2-5

不参与电能的变换和传输, 只与每个绕组自身相交链的磁通称为漏磁通 ϕ_L , ϕ_{L1} (由 $\bar{I}_1 N_1$ 产生) 和 ϕ_{L2} (由 $\bar{I}_2 N_2$ 产生) 在 N_1 和 N_2 中分别产生漏感电势 \bar{E}_{L1} 和 \bar{E}_{L2}

$$e_{L1} = -N_1 \frac{d\phi_{L1}}{dt}$$

$$e_{L2} = -N_2 \frac{d\phi_{L2}}{dt}$$

与式(2-1)的推证同理, \bar{E}_{L1} 和 \bar{E}_{L2} 可以用漏电抗 x_L 上的压降来表示:

$$\bar{U}_{L1} = -\bar{E}_{L1} = j\bar{I}_1 x_{L1}$$

$$\bar{U}_{L2} = -\bar{E}_{L2} = j\bar{I}_2 x_{L2}$$

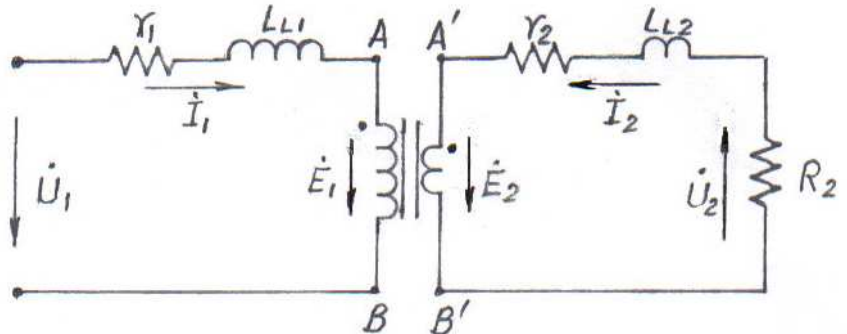


图 2-6

式中, $x_{L1} = \omega L_{L1}$, L_{L1} 为原边绕组的漏电感;

$x_{L2} = \omega L_{L2}$, L_{L2} 为副边绕组的漏电感。

变压器在负载工作时的铁耗与变压器空载时的损耗相差很少, 但铜耗则为原、副边绕组的铜耗之和, 设副边绕组 N_2 的交流电阻为 r_2 , 则:

$$\begin{aligned} P_{cu} &= P_{cu1} + P_{cu2} \\ &= I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2 \end{aligned}$$

而 r_1 和 r_2 上的压降则分别为:

$$\begin{aligned} \bar{U}_{r1} &= \bar{I}_1 r_1 \\ \bar{U}_{r2} &= \bar{I}_2 r_2 \end{aligned}$$

由此,我们可列出原、副边电路的电压方程式如下:

$$\begin{aligned}\bar{E}_1 &= \bar{U}_{r1} + \bar{U}_{L1} - \bar{U}_1 \\ \bar{U}_1 &= -\bar{E}_1 + \bar{U}_{r1} + \bar{U}_{L1} \\ &= -\bar{E}_1 + \bar{I}_1 r_1 + j\bar{I}_1 x_{L1}\end{aligned}\quad (2-4)$$

$$\begin{aligned}\bar{E}_2 &= \bar{U}_2 + \bar{U}_{r2} + \bar{U}_{L2} \\ &= \bar{U}_2 + \bar{I}_2 r_2 + j\bar{I}_2 x_{L2}\end{aligned}\quad (2-5)$$

而与上列电压方程式相对应,可以替代图 2-5 负载变压器的等效电路,则如图 2-6 所示。

第三节 将副边参数折算到原边的 等效电路和电压方程式

在图 2-6 所示的等效电路中,分立的原、副边电路经磁路而互相耦合,仍不便进行分析和计算,为此,我们要使用原、副边电路直接连接在一起的等效电路。当然,等效电路中副边电路的参数全部要作相应的变换,变换后的参数都加上标“'”来表示。

1. E'_2 :

连接图 2-6 中原、副边电路的 B 点和 B' 点, B, B' 两点等电位;若令副边绕组的感应电势 $E'_2 = \bar{E}_1$ (即假设原、副边绕组的圈数相同),则 A, A' 两点的电位也相等,可以连接 A, A' 两点,而将原、副边电路连接在一起。 E'_2 与 E_2 之间的关系为:

$$\begin{aligned}e_1 &= -N_1 \frac{d\phi_0}{dt} \\ e_2 &= -N_2 \frac{d\phi_0}{dt} \\ \frac{E_1}{E_2} &= \frac{N_1}{N_2} = K\end{aligned}$$

式中, $K = \frac{N_1}{N_2}$ 为原、副边绕组的圈数比,简称变比。

$$\therefore E'_2 = E_1 = KE_2 \quad (2-6)$$

式中, $E'_2 = KE_2$ 为折算到原边的副边绕组的感应电势。

忽略漏阻抗压降时, $U'_2 = E'_2, U_1 = E_1, U_2 = E_2$, 由式 (2-6) 可得:

$$U'_2 = U_1 = KU_2 \quad (2-7)$$

式中, $U'_2 = KU_2$ 为折算到原边的副边负载阻抗上的压降。

2. I_2' :

忽略激磁电流和变压器的损耗,变压器的输入、输出视在功率相等:

$$U_1 I_1 = U_2 I_2$$

保持折算前后输出的视在功率相等:

$$U_2 I_2 = U_2' I_2'$$

$$\therefore I_2' = I_1 = \frac{U_2}{U_2'} I_2$$

$$= \frac{1}{K} I_2 \quad (2-8)$$

式中, $I_2' = \frac{1}{K} I_2$ 为折算到原边的副边的负载电流。

3. R_2', Z_2' :

保持折算前后负载的有功功率不变,即:

$$I_2'^2 R_2' = I_2^2 R_2$$

$$\therefore R_2' = \left(\frac{I_2}{I_2'}\right)^2 \cdot R_2$$

$$= K^2 R_2 \quad (2-9)$$

保持折算前后负载的视在功率不变,即:

$$I_2'^2 Z_2' = I_2^2 Z_2$$

$$\therefore Z_2' = \left(\frac{I_2}{I_2'}\right)^2 \cdot Z_2$$

$$= K^2 Z_2 \quad (2-10)$$

由此可见,变压器又可作为阻抗变换器用在需要进行阻抗匹配的线路中,折算到原边的副边电路的阻抗与变比的平方成正比。

4. r_2', x_{L2}', L_{L2}' :

与上同理,保持折算前后副边绕组电阻的有功损耗和漏电抗的无功损耗不变时,可求得折算到原边的副边绕组的电阻和漏电抗为:

$$r_2' = K^2 r_2 \quad (2-11)$$

$$x_{L2}' = K^2 x_{L2} \quad (2-12)$$

由式(2-12)可求得折算到原边的副边组组的漏电感为:

$$L_{L2}' = K^2 L_{L2} \quad (2-13)$$

5. 将副边参数折算到原边的等效电路和电压方程式:

现在我们可以用如图2-7所示的原、副边电路直接连结在一起的等效电路来代替图2-6中的等效电路了,图中副边电路的各个参数均改为折算到原边后的值,而电源向电路供给的电流、视在功率和有功功率都与实际向负载变压器供给的一样。

对应于图2-7中的等效电路的电压方程式,可以 $\bar{E}'_2 = \bar{E}_1$ 代入式(2-4)而得到:

$$\begin{aligned} \bar{U}_1 &= \bar{E}_1 + \bar{I}_1 r_1 + j \bar{I}_1 x_{L1} \\ &= -\bar{E}'_2 + \bar{I}_1 r_1 + j \bar{I}_1 x_{L1} \\ &= -(\bar{U}'_2 + \bar{I}'_2 r'_2 + j \bar{I}'_2 x'_{L2}) + \bar{I}_1 r_1 + j \bar{I}_1 x_{L1} \\ &= \bar{I}_1 (r_1 + j x_{L1}) - \bar{I}'_2 (r'_2 + j x'_{L2}) - \bar{U}'_2 \quad (2-14) \end{aligned}$$

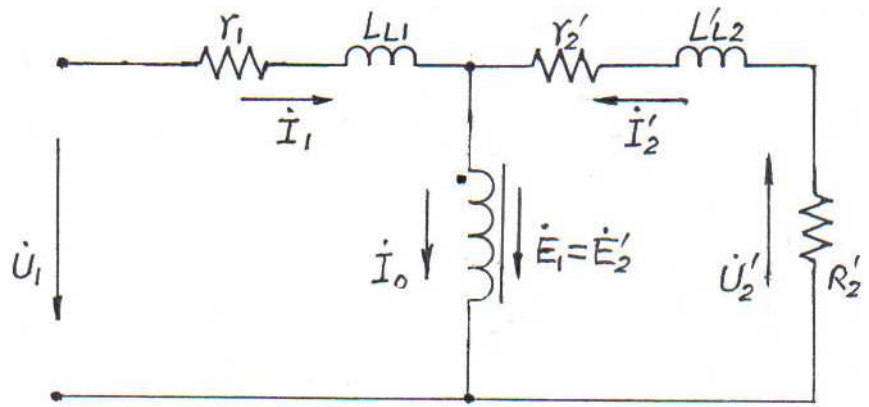


图 2-7

第四节 负载变压器等效电路的简化

1. 负载时的等效电路:

对于高频变压器,因容抗 $\frac{1}{\omega c}$ 较低,以至不能忽略等效电路中的电容支路,比图2-7更完整的等效电路如图2-8

所示,图中已改用 r_m

和 L_m 串联电路的压降来代替图2-7中变压器绕组的感应电势,而电容则分别为:

C_1 :原边绕组的分布电容;

C'_2 :折算到原边的副边绕组的分布电容;

C_c :原、副边绕组间的耦合电容。

这样的等效电路太复杂,很难求解,故需要在允许的误差范围内将其简化。

取消电容支路,并忽略 I_0 在原边绕组漏阻抗上产生的压降,便得到如图2-9所示的激磁分

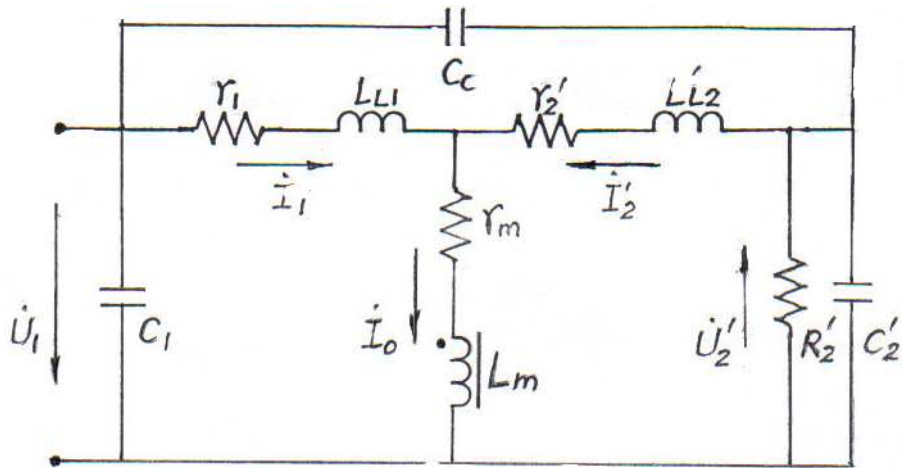


图 2-8

路前移了的简化等效电路。

在电路中, $\bar{I}_1 = -\bar{I}'_2$, 故相应的电压方程式就简化为:

$$\begin{aligned}\bar{U}_1 &= \bar{I}_1(r_1 + jx_{L1}) - \bar{I}'_2(r'_2 + jx'_{L2}) - \bar{U}'_2 \\ &= \bar{I}_1(r_1 + jx_{L1}) + \bar{I}_1(r'_2 + jx'_{L2}) - \bar{U}'_2 \\ &= \bar{I}_1[(r_1 + r'_2) + j(x_{L1} + x'_{L2})] - \bar{U}'_2 \\ &= \bar{I}_1 \bar{Z}_S - \bar{U}'_2\end{aligned}\quad (2-15)$$

$$\begin{aligned}\text{式中 } \bar{Z}_S &= (r_1 + r'_2) + j(x_{L1} + x'_{L2}) \\ &= r_S + jx_S\end{aligned}\quad (2-16)$$

Z_S 称为变压器的漏阻抗。

由式 (2-15) 可见, 只有在空载时 ($I_1 = 0$) $U'_2 = U_1$, 负载时的 U'_2 将因漏阻抗压降的影响而改变, 当变压器的负载为电阻性或电感性负载时, U'_2 将随负载的增大而下降。因此, 在设计变压器的时, 必须对此予以适当的考虑。

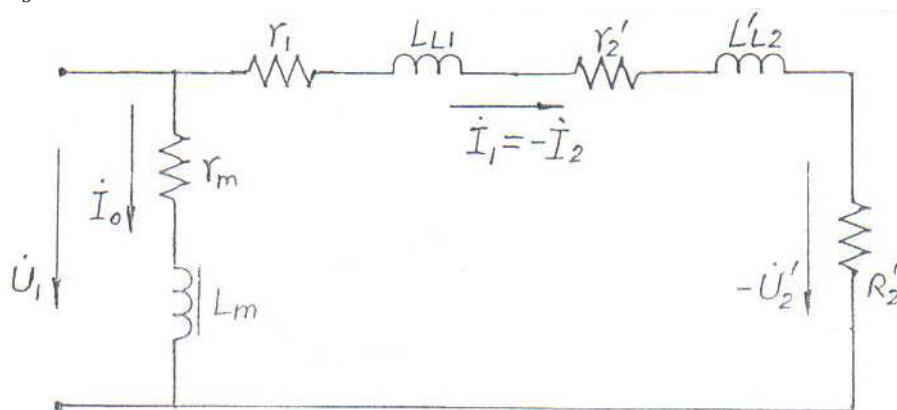


图 2-9

2. 短路时的等效电路:

变压器副边输出端短路时, $Z'_2 = 0$, $\bar{U}'_2 = \bar{I}'_2 Z'_2 = 0$, 由式 (2-15) 可得:

$$\bar{U}_1 = \bar{I}_S \bar{Z}_S \quad (2-17)$$

式中, I_S 为短路电流, 漏阻抗 Z_S 亦称为短路阻抗。

变压器短路时负载电流达最大值, I_0 很小, 可以忽略不计, 即相当于将激磁分路开路, 这样就得到了与式 (2-17) 相对应的简化了的变压器副边短路时的等效电路, 如图 2-10 所示。

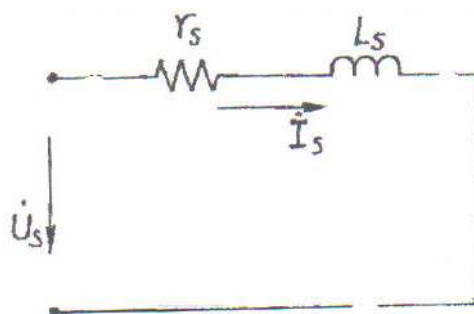


图 2-10

变压器短路电流的大小取决于原边的电源电压和变压器的短路阻抗:

$$I_s = \frac{U_1}{Z_s}$$

对于负载状况接近于短路状态的变压器,必须较精确地设计,使变压器有足够大的短路阻抗,将短路电流限制在允许的范围之内。

变压器副边短路时,在原边测得电感量就是变压器的漏电感,它等于变压器原边绕组的漏电感与折算到原边的副边绕组的漏电感之和:

$$L_L = L_{L1} + L'_{L2} \quad \circ$$

第五节 变压器绕组的感应电势 与有关参量的关系

变压器绕组的感应电势与有关参量的关系式因外施于绕组两端电压波形的不同而异,现就外施电压波形分别为正弦波,单极性脉冲和双极性脉冲三种情况进行讨论。

1. 外施电压波形为正弦波:

这时,磁通和绕组的感应电势均同样按正弦规律变化,对于理想的变压器绕组,其感应电势 \dot{E} 与外施电压 \dot{U} 等值反向(参看本章第一节)。

设: ϕ_m ——按正弦规律交变的磁通的幅值(Wb)

B_m ——按正弦规律交变的磁通密度的幅值(T)

A_e ——磁心的有效横截面积(m^2)

N ——绕组的圈数

f ——正弦波的频率(Hz)

则绕组的感应电势为:

$$\begin{aligned} e &= -N \frac{d\varphi}{dt} && \text{式中 } \varphi = \phi_m \sin \omega t \\ &= -N\omega\phi_m \cos \omega t \\ &= E_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned}$$

式中,绕组感应电势的幅值为:

$$\begin{aligned} E_m &= \omega N \phi_m \\ &= 2\pi f N B_m A_e \quad (\text{V}) \end{aligned}$$

而绕组感应电势的有效值则为:

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}}$$

$$= \frac{2\pi}{\sqrt{2}} fNB_m A_e$$

$$= 4.44 fNB_m A_e \quad (V)$$

$$(2-18)$$

2. 外施电压为单极性脉冲(矩形波):

绕组的感应电势与外施电压具有相同的单极性脉冲波形,对于理想的变压器绕组,其感应电势的幅值 E_m 与外施电压的幅值 U_m 相等,但方向相反。

磁心被单极性的脉冲电流磁化的过程如图2-11所示,经过若干个脉冲电流的磁化,最后磁心工作在图2-11中 $B_m - B_r$ 阴影部份的外包回线上。

设: ΔB — 磁通密度的变化量(T),

$$\Delta B = B_m - B_r$$

B_m — 磁通密度的幅值(T)

B_r — 剩磁磁通密度(T)

T_{on} — 脉冲的持续(导通)时间(S)

D — 脉冲的占空比, $D = \frac{T_{on}}{T}$

T — 脉冲的周期, $T = \frac{1}{f}$ (S)

在 $t=0$ 至 $t=T_{on}$ 区间内,

$$\begin{aligned} |e| &= E_m = N \frac{d\phi}{dt} \\ &= NA_e \frac{dB}{dt} \end{aligned}$$

$$dB = \frac{E_m}{NA_e} dt$$

$$\Delta B = \int_{B_r}^{B_m} dB = B_m - B_r$$

$$\Delta B = \int_0^{T_{on}} \frac{E_m}{NA_e} dt$$

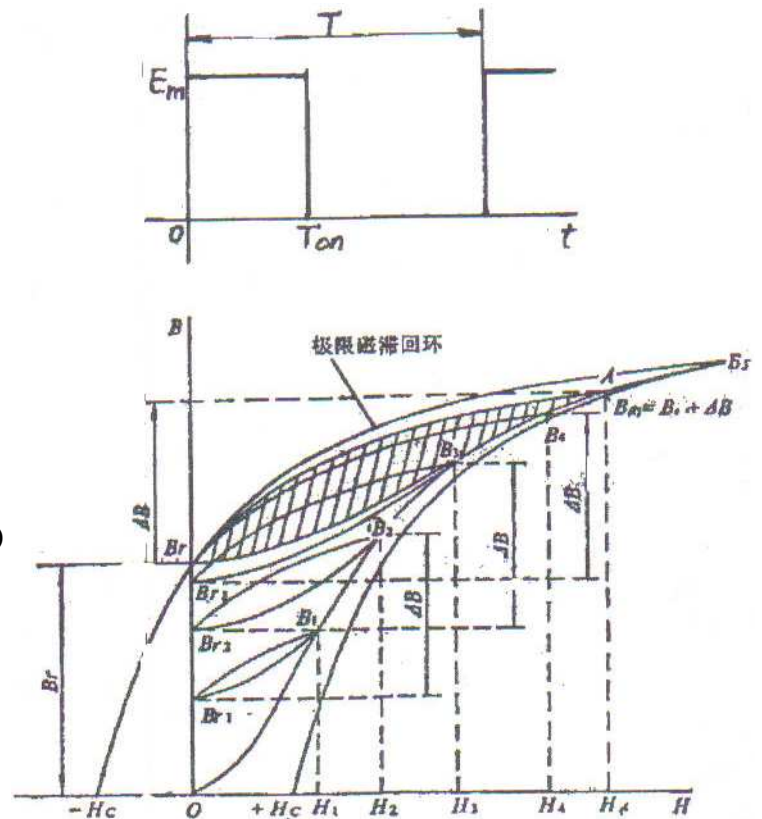


图 2-11

$$\begin{aligned}
 &= \frac{E_m T_{on}}{NA_e} \\
 \therefore E_m &= N\Delta B A_e \cdot \frac{1}{T_{on}} \\
 &= fN\Delta B A_e \cdot \frac{1}{D} \quad (V) \quad (2-19)
 \end{aligned}$$

式(2-19)适用于正激或反激拓扑变换器中变压器的设计和计算。

3. 外施电压为双极性脉冲(矩形波):

绕组的感应电势与外施电压具有相同的双极性脉冲波形,对于理想的变压器绕组,其感应电势的幅值 E_m 与外施电压的幅值 U_m 相等,但方向相反。

磁心被双极性脉冲电流磁化后工作在图2-12中 $-B_m - +B_m$ 阴影部份的外包回线上,因此变压器磁心中磁通密度的变化量为 B_m 的两倍。将 $\Delta B = 2B_m$ 代入式(2-19),便得到变压器绕组感应电势脉冲的幅值与有关参量的表达式如下:

$$\begin{aligned}
 E_m &= 2NB_m A_e \cdot \frac{1}{T_{on}} \\
 &= 2fNB_m A_e \cdot \frac{1}{D} \quad (V) \quad (2-20)
 \end{aligned}$$

式(2-20)适用于推挽或桥式拓扑变换器中变压器的设计和计算。

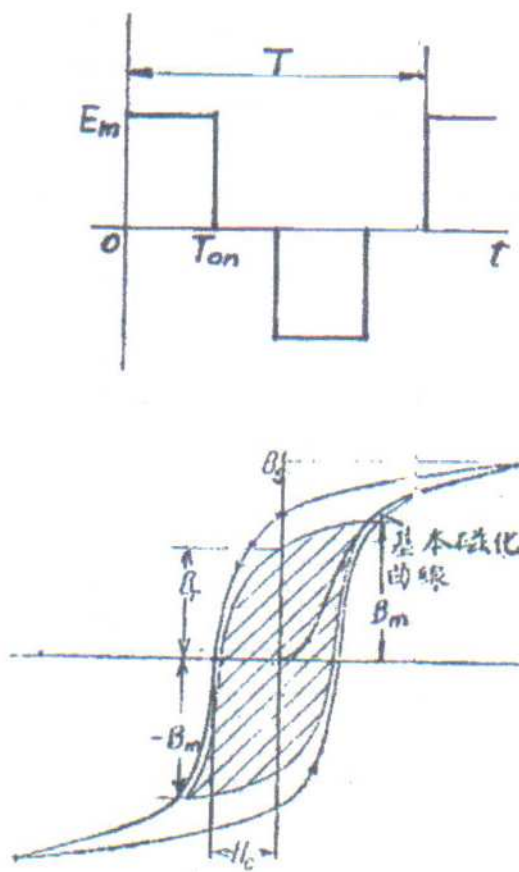


图 2-12

第三章 开关电源变压器的设计

开关电源变压器的设计与电路拓扑、工作频率、输入和输出电压、输出功率或电流、效率和温升等诸多因素有关,本章将讲述在给定条件下进行开关电源变压器设计的基本程序和方法。

第一节 变压器磁心的尺寸和材料

1. 变压器的传输功率与其主要尺寸的关系:

我们通常以磁心的有效截面积(A_e)与磁心的窗口面积(A_N)的乘积($A_e A_N$)来表征变压器的几何尺寸,它与变压器传输功率(P)的关系,可近似地以下式来表达:

$$A_e A_N = \frac{P}{CfB_m j_{cu}}$$

式中, j_{cu} 为绕组导体的电流密度 (A/mm^2)。

式(3-1)的推导如下:

变压器的功率 $P = VI$, 当忽略绕组的漏阻抗压降时, $V \approx E_m$, 以式(2-19)代入:

$$\begin{aligned} P &= E_m I \\ &= \frac{1}{D} f \Delta B A_e \cdot N \cdot I \end{aligned}$$

对于正激、反激拓扑, $\Delta B = B_m - B_r \propto B_m$;

对于推挽、桥式拓扑, $\Delta B = 2B_m$ 。

设绕组导体的截面积为 A_{cu} , 则其总面积为 NA_{cu} , 绕组的填充系数为 $f_{cu} = \frac{NA_{cu}}{A_N}$, 而绕组的

电流密度为 $j_{cu} = \frac{I}{A_{cu}}$ 于是:

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{D} f \Delta B A_e \cdot \frac{A_N f_{cu}}{A_{cu}} \cdot I \\ &= \frac{1}{D} f \Delta B A_e A_N f_{cu} \cdot \frac{I}{A_{cu}} \\ &= CfB_m A_e A_N j_{cu} \end{aligned} \quad (3-1)$$

$$\therefore A_e A_N = \frac{P}{C f B_m j_{cu}} \quad (3-2)$$

式中, C 是与变换器的拓扑和占空比的大小、磁心的形状和尺寸、绕组的分布和排列等因素有关的系数。

式(3-1)只是表达了变压器磁心的几何尺寸与传输功率及有关参量($C \cdot f \cdot B_m \cdot j_{cu}$)之间的关系,实际上我们并不需要按照式(3-1)计算出 $A_e A_N$ 值来设计或选用合适的磁心,通常可根据传输功率 P 和工作频率 f ,参考磁心生产厂家提供的资料或原有产品的设计作出初步的选择。

附录中收集了 *TDK*、*EPCOS*、*Ferroxcube*、*LCC* 和 *Magnetics* 等厂家所提供的在给定的条件下(变换器拓扑、工作频率、磁通密度和电流密度等),不同材质、形状和大小的磁心所能传输的功率的数据,可供设计开关电源变压器时参考。

设系数 C 中的拓扑因子为 C_T ,并以推挽、桥式变换器中变压器可传输的功率为基准,即令其 $C_T = 1.0$,则对于正激变压器 $C_T \approx 0.7$,而对于反激变压器 $C_T \approx 0.6$ 。

由于磁心的比损耗 $P_{V(T)} = K f^a B_m^b$,在保持 P_V 不变的前提下,当提高 f 时, B_{max} 要相应的降低,但因 $b > a$,性能因数 $PF = f \cdot B_{max}$ 在一定的频率范围内还是随 f 的提高而增加的,正如图1-9所示,各种磁材的 $PF = f(f)$ 曲线,在一定的频率范围内都是一条上升的曲线。因此,根据式

(3-1) ($P \propto f B_m$) 和式(3-2) ($A_e N_e \propto \frac{1}{f B_m}$) 可以得出如下的结论:对于对于形状、大小的材质

相同的磁心,其可传输的功率将随工作频率的提高而增加;而当传输功率一定时,变压器的体积和重量将随工作频率的提高而减小。

当然,在大幅度提高变压器的工作频率的同时,选用高频时比损耗较低的磁心材料,则因其性能因数较高而能更为有效地增加传输功率(磁心的尺寸和形状一定时)或减小变压器的体积和重量(传输功率一定时)。

正因为如此,随着电子技术和工业的发展,各种开关电源的工作频率在日益提高中,而研究和生产高性能因数的磁材,设计在更高频率下工作的变压器和开关电源,则是我们有关科技人员应尽的职责。

2. 变压器磁心材料的选用:

开关电源变压器所用的磁心材料都是锰锌软磁铁氧体材料中的功率铁氧体材料,功率铁氧体材料按其使用的工作频率分为 *PW1*—*PW5* 五类,而每类中又按比损耗的大小分为 *a* *b* 两小类(*b* 类的比损耗较低)。

表3-1和表3-2所列出的 *PW* 类铁氧体材料的性能参数和各主要生产厂家的材料牌号的对照表可供设计开关电源变压器时参考。

表3-1 PW类材料的主要性能参数

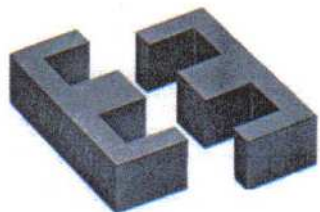
类别	初始磁导率 μ_i (25°C)	工作频率 f KHz	磁通密度 B mT	性能因数 PF KHz · mT	比损耗 P_v KW / m ³
PW1a PW1b	2000	15	300	4500 (15×300)	≤ 300 ≤ 200
PW2a PW2b	2000	25	200	5000 (25×200)	≤ 300 ≤ 150
PW3a PW3b	2000	100	100	10000 (100×100)	≤ 300 ≤ 150
PW4a PW4b	1500	300	50	15000 (300×50)	≤ 300 ≤ 150
PW5a PW5b	800	1000	25	25000 (1000×25)	≤ 300 ≤ 150

表3-2 PW类材料的牌号对照表

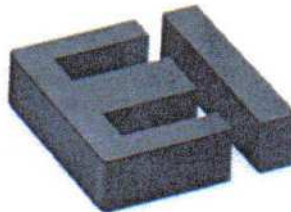
	TDK	EPCOS	Ferrox – Cube	LCC	Magneticu	金 宁
PW2a PW2b	PC30	N72	3C85	B4	P	JP3
PW3a PW3b	PC40 PC44	N67 N87	3C90 3C96	F1	R	JP4 JP4B
PW4a PW4b	PC50	N49	3F35	F2	K	JP5

功率铁氧体材料可制成 EE 、 EI 、 EC 、 ETD 、 EFD 、 PQ 和 RM 等多种形状的磁心,在选择磁心的形状时,必须综合考虑生产的成本和对变压器、变换器性能的要求。

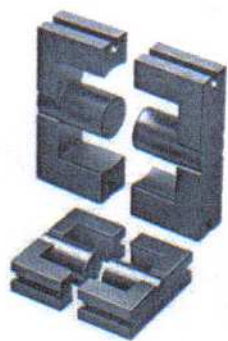
各类磁心的形状如图3-1所示。



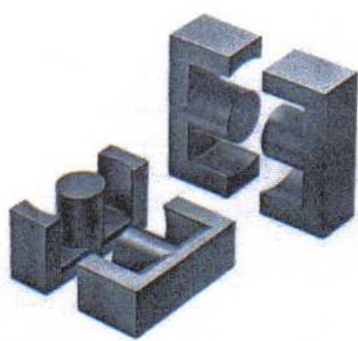
EE 磁心



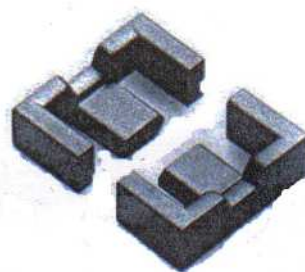
EI 磁心



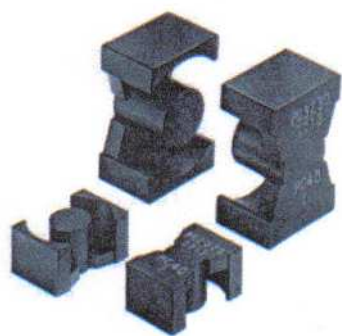
EC 磁心



ETD 磁心



EFD 磁心



PQ 磁心



RM 磁心

图 3-1

EE 和 EI 磁心因其大小尺寸规格齐全、价格较低而被广泛地采用。窗口面积大,便于绕组的排放和绕组与空气接触面大,散热好,亦为 EE 和 EI 磁心的优点。

EC 和 ETD 磁心的中柱为圆形截面,与中柱为矩形截面的 E 形磁心相比,当截面积相同时,其绕组的每圈平均周长要短11%以上。虽然比 E 形磁心的价格稍高,但因变压器的铜耗较低,

效率较高而日益被广泛的采用。

要求变压器体积小、高度低的场合,可选用 *EFD* 磁心。

当要求变压器的体积或小温升低时,可选用 *PQ* 磁心,因 *PQ* 磁心具有较小的体积(与铁耗成正比)与幅射表面积(与散热能力成正比)之比。而具有较好的磁屏蔽作用,是 *PQ* 磁心的另一优点。

RM 磁心的磁屏蔽作用比 *PQ* 磁心还要好一些,但其出线窗口较小,不适于高电压、大电流或多路输出的变压器。

第二节 变压器圈数比的选择

变压器原、副边绕组的圈数比 K 为:

$$K = \frac{N_1}{N_2}$$

参看式(2-19)和(2-20), $E_m \propto N$, 所以:

$$K = \frac{E_{1m}}{E_{2m}}$$

式中 E_{1m} 和 E_{2m} 分别为原、副边绕组感应电势的幅值。

变压器圈数比 K 的选择与变换器的拓扑及脉冲的占空比 D 有关,现将正激、推挽和桥式 *DC/DC* 变换器中变压器圈数比的计算方法分述如下。

1. 正激变压器的圈数比:

正激 *DC/DC* 变换器的原理图如图3-2所示。

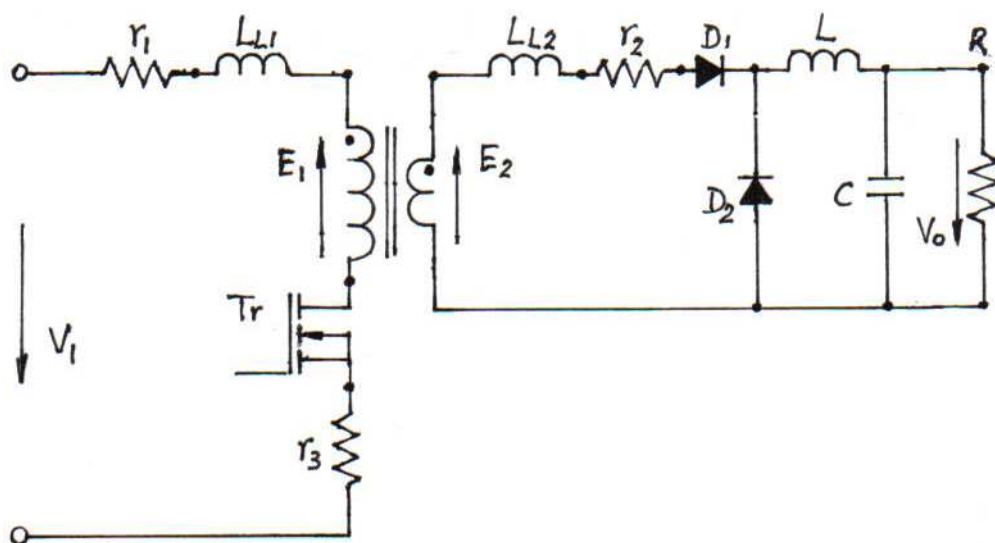


图 3-2 正激变换器原理图

图中:

- V_s —— 电源电压
- V_1 —— 原边开关电路电压, $V_1 = V_s$
- V_0 —— 副边负载端电压
- Tr —— 开关管
- D —— 二极管
- r_1 —— 原边绕组电阻
- L_{L1} —— 原边绕组漏电感
- r_2 —— 副边绕组电阻
- L_{L2} —— 副边绕组漏电感
- r_3 —— 取样电阻
- L —— 滤波电感

变压器原边绕组感应电势的幅值:

$$E_{1m} = V_1 - (\Delta V_{x1} + \Delta V_{Tr} + \Delta V_{r3})$$

$$= V_1 - \Delta V_1$$

式中 $\Delta V_1 = \Delta V_{x1} + \Delta V_{Tr} + \Delta V_{r3}$ 为原边绕组、一只开关管和取样电阻的压降之和。

变压器副边绕组感应电势的平均值:

$$DE_{2m} = V_0 + (\Delta V_{x2} + \Delta V_D + \Delta V_L)$$

$$= V_0 + \Delta V_2$$

式中 $\Delta V_2 = \Delta V_{x2} + \Delta V_D + \Delta V_L$ 为副边绕组、二极管和滤波电感的压降之和。

由此,可得到变压器圈数比的计算公式如下:

$$K = \frac{E_{1m}}{E_{2m}} = \frac{V_1 - \Delta V_1}{\frac{1}{D}(V_0 + \Delta V_2)}$$

$$= \frac{D(V_1 - \Delta V_1)}{V_0 + \Delta V_2} \quad (3-3)$$

2. 推挽和桥式变压器的圈数比:

推挽、半桥和全桥 DC/DC 变换器的原理图分别如图3-3、图3-4和图3-5所示,它们的输出电路都是双极性脉冲的全波整流、滤波电路,因此变压器副边绕组感应电势的平均值为:

$$2DE_{2m} = V_0 + \Delta V_2$$

由此,可得到变压器圈数比

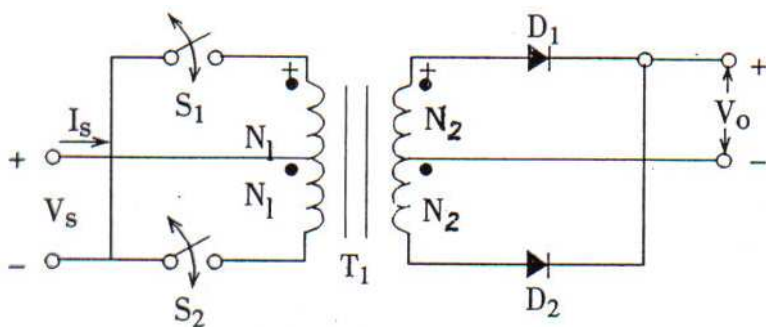


图 3-3 推挽变换器原理图

的计算公式如下:

$$K = \frac{2D(V_1 - \Delta V_1)}{V_0 + \Delta V_2} \quad (3-4)$$

对于推挽和全桥式 DC/DC 变换器, $V_1 = V_s$; 对于半桥式 DC/DC 变换器, 因输入电源电压被桥臂的两只相同的电容 C_1 分压, 故 $V_1 = \frac{1}{2}V_s$; 在全桥

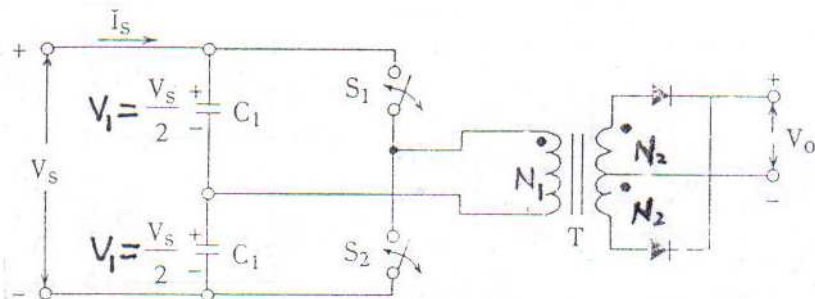


图 3-4 半桥式变换器原理图

式 DC/DC 变换器中, 开关电路有两只开关管同时工作, ΔV_1 为原边绕组、两只开关管和取样电阻的压降之和, 即应以 $\Delta V_1 = \Delta V_{x1} + 2\Delta V_{Tr} + \Delta V_{r3}$ 代入式 (3-4) 来计算变压器的圈数比。

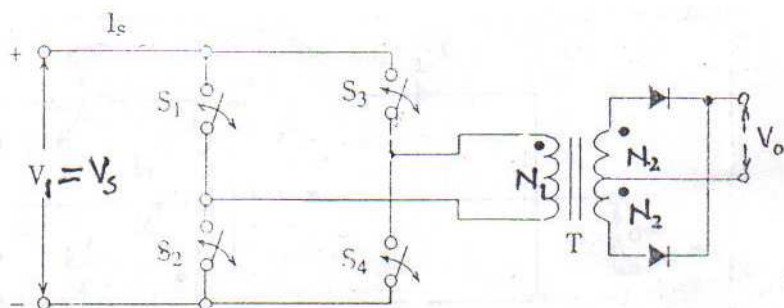


图 3-5 全桥变换器原理图

选择变压器的圈数比时, 应考虑原边电压的波动范围, 务必使对应於最高及最低电

压 ($V_{1\max}$ 及 $V_{1\min}$) 时的占空比 (D_{\min} 及 D_{\max}) 在合适的范围之内。常通选用较小的占空比有利於变压器的设计 (P 一定时, $A_e N_e \propto D$), 但必须兼顾到开关电源性能的要求 (如纹波和电磁干扰的大小等)。

第三节 变压器绕组圈数的选择

按已知的变换器的输入、输出条件和工作频率, 在选定了磁心的形状和尺寸、脉冲的占空比和变压器的圈数比之后, 可按下列公式计算出变压器绕组的圈数。

对于正激变压器, 由式 (2-19) 可求得其原边绕组的圈数为:

$$N_1 = \frac{DE_{1m}}{f\Delta B A_e} \quad (3-5)$$

对于推挽和桥式变压器, 由式 (2-20) 可求得其原边绕组的圈数为:

$$N_1 = \frac{DE_{1m}}{2fB_m A_e} \quad (3-6)$$

而变压器副边绕组的圈数则为:

$$N_2 = \frac{N_1}{K} \quad (3-7)$$

式(3-5)和式(3-6)中的 E_{1m} 是圈数为 N_1 的原边绕组感应电势的幅值 ($E_{1m} = V_1 - \Delta V_1$)。故对于推挽变压器,其原边绕组为两个 N_1 圈的绕组串联,并带有中心抽头,记为 $2 \times N_1$ CT。

参看图3-2、图3-3和图3-4,对于推挽和桥式变换器,其变压器的副边绕组由两个相同的绕组串联而成,并带有中心抽头。按式(3-7)计算所得的圈数为每个绕组的圈数,故变压器副边绕组的总圈数为 $2 \times N_2$ CT。

当用式(3-5)、(3-6)和(3-7)计算变压器绕组的圈数时,首先必须选择适当的 ΔB 或 B_m , 它们的选取直接关系到变压器的损耗、效率和温升。 B 值偏高时,铁耗较大,但铜耗因绕组的圈数较少而减少;

B 值偏低时,铁耗较小,但铜耗因绕组的圈数增加而增大。变压器的铜耗、铁耗和总损耗与绕组的圈数大致上有如图3-6所示的关系。由此可见,当选取的圈数合适,使变压器的铜耗和铁耗的值相接近时,变压器的总损耗较小,效率较高,温升较低。

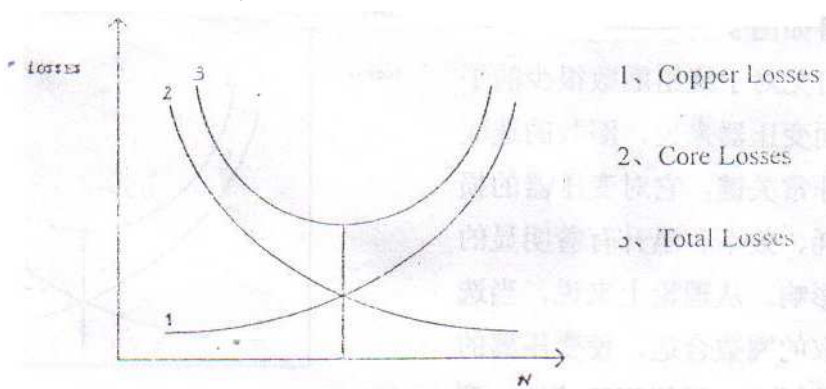


图 3-6 变压器损耗与圈数的关系

在进行变压器的初步设计时,可根据所选用的功率磁材的类别和工作频率,参看图1-9和表3-1来选取 B_m 的参考值。对于正激或反激(单极性脉冲)变压器可选用较高的 B_m , 而对于推挽或桥式(双极性脉冲)变压器应选用较低的 B_m , 因为前者的磁滞损耗比后者要小得多(参看并比较图2-11和图2-12中阴影部份的面积)。

第四节 变压器绕组电流的有效值及电流密度

1. 正激拓扑变压器原边绕组电流的有效值:

设原边绕组电流在 T_{on} 时间内等效矩形波的幅值为 I_{1m} , 那么在一个周期内对原边绕组输入的能量为:

$$W_1 = V_{1m} I_{1m} \cdot T_{on}$$

式中, V_{1m} 为原边绕组端电压的幅值。

而输入的功率的能量为:

$$P_1 = V_{1m} I_{1m} \cdot \frac{T_{on}}{T}$$

$$= DV_{1m} I_{1m}$$

$$\ominus P_1 = \frac{P_0}{\eta}$$

式中,变压器的效率 $\eta = 0.80 \sim 0.90$

$$\therefore I_{1m} = \frac{P_0}{DV_{1m}\eta}$$

对于单极性矩形波电流其有效值为幅值 \sqrt{D} 倍,故原边绕组的有效值为:

$$I_1 = K_1 \sqrt{D} I_{1m}$$

$$= \frac{K_1 P_0}{\sqrt{D} DV_{1m} \eta} \quad (3-8)$$

式中, K_1 为考虑变压器激磁电流分量而引入的系数,可取 $K_1 \approx 1.1$ 。

2. 推挽拓扑变压器原边绕组电流的有效值:

由于原边相串联的两个绕组各自在 T_{on} 的时间内工作相互交替,对每个绕组输入的功率为 $\frac{1}{2} P_1$,故原边绕组电流的有效值为:

$$I_1 = \frac{K_1 P_0}{2\sqrt{D} DV_{1m} \eta} \quad (3-9)$$

3. 桥式拓扑变压器原边绕组电流的有效值:

原边绕组於每个周期在 $2 \times T_{on}$ 的时间内工作,

$$P_1 = \frac{P_0}{\eta} = V_{1m} I_{1m} \cdot \frac{2T_{on}}{T}$$

$$= 2DV_{1m} I_{1m}$$

$$\therefore I_{1m} = \frac{P_0}{2DV_{1m}\eta}$$

对于双极性矩形波电流,其有效值为幅值 $\sqrt{2D}$ 倍,故原边绕组电流的有效值为:

$$I_1 = K_1 \cdot \sqrt{2D} I_{1m}$$

$$= \frac{K_1 \cdot \sqrt{2D} P_0}{2DV_{1m} \eta}$$

$$= \frac{K_1 P_0}{\sqrt{2D} DV_{1m} \eta} \quad (3-10)$$

用式(3-8)、(3-9)和(3-10)计算原边绕组电流的有效值时,对于正激、推挽和全桥式拓扑变换器, $V_{1m} \approx V_s$; 而对于半桥式拓扑变换器 $V_{1m} \approx \frac{1}{2}V_s$ 。

4. 正激拓扑变压器副边绕组电流的有效值:

设 I_{2m} ——副边绕组等效矩形波电流的幅值

I_0 ——负载电流

I_2 ——副边绕组电流的有效值

根据电流连续性定理: $I_{2m} = I_0$

对于单极性矩形波电流有效值为幅值的 \sqrt{D} 倍,故副边绕组电流的有效值为:

$$I_2 = \sqrt{D}I_0 \quad (3-11)$$

5. 推挽、桥式拓扑变压器副边绕组电流的有效值: